

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 10-075130

(43)Date of publication of application : 17.03.1998

(51)Int.Cl.

H03F 3/21

H03F 3/189

H03F 3/60

(21)Application number : 08-229865

(71)Applicant : SHARP CORP

(22)Date of filing : 30.08.1996

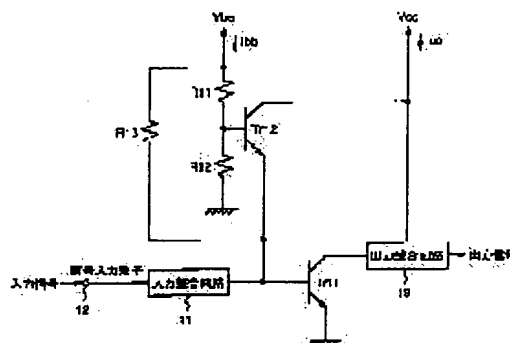
(72)Inventor : SAKUNO KEIICHI

(54) TRANSISTOR POWER AMPLIFIER

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a power amplifier in which an effective gain control voltage range is wide.

SOLUTION: The base of a transistor Tr11 for amplifying a power is connected through a bias resistance R13 with a gain control power source Vbb. Therefore, the transistor Tr11 for amplifying a power is directly biased from the gain control power source Vbb through the bias resistor R13, instead of a transistor Tr12 for driving a base until the transistor Tr12 for driving a base is turned on. Thus, an effective gain control voltage range enlarges by only the portion of an on-voltage between the base and emitter of the transistor Tr12 for driving a base.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 14.02.2000

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number] 3327783

[Date of registration] 12.07.2002

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平 10 - 7 5 1 3 0

(43) 公開日 平成 10 年 (1998) 3 月 17 日

(51) Int. Cl.

識別記号

庁内整理番号

F I

技術表示箇所

H03F 3/21

H03F 3/21

3/189

3/189

3/60

3/60

審査請求 未請求 請求項の数 6 O L (全 15 頁)

(21) 出願番号 特願平 8 - 2 2 9 8 6 5

(22) 出願日 平成 8 年 (1996) 8 月 30 日

(71) 出願人 0 0 0 0 5 0 4 9

シャープ株式会社

大阪府大阪市阿倍野区長池町 2 2 番 2 2 号

(72) 発明者 作野 圭一

大阪府大阪市阿倍野区長池町 2 2 番 2 2 号

シャープ株式会社内

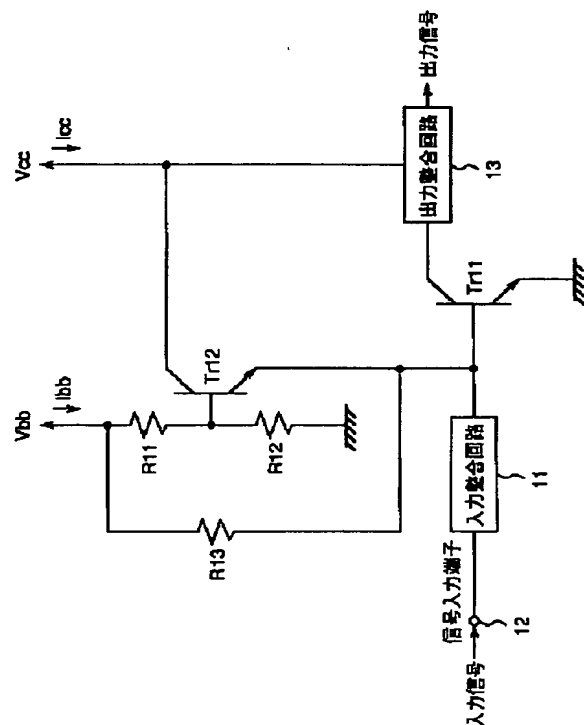
(74) 代理人 弁理士 青山 葆 (外 1 名)

(54) 【発明の名称】 トランジスタ電力増幅器

(57) 【要約】

【課題】 実効利得制御電圧範囲が広い電力増幅器を提供する。

【解決手段】 電力増幅用トランジスタ $Tr1$ のベースと利得制御電源 V_{bb} とをバイアス抵抗 $R13$ を介して接続する。このようにして、ベース駆動用トランジスタ $Tr12$ がオンするまでは、バイアス抵抗 $R13$ を介して、利得制御電源 V_{bb} から電力増幅用トランジスタ $Tr1$ をベース駆動用トランジスタ $Tr12$ を介さずに直接バイアスすることによって、実効利得制御電圧範囲をベース駆動用トランジスタ $Tr12$ のベース-エミッタ間オン電圧分だけ拡大する。



1

2

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 バイポーラトランジスタで構成されると共に、エミッタが接地され、コレクタにコレクタ駆動用電源が接続されて、ベースに入力された信号を増幅して上記コレクタから出力する第 1 トランジスタと、

バイポーラトランジスタで構成されると共に、エミッタに上記第 1 トランジスタのベースが接続され、コレクタにコレクタ駆動用電源が接続され、ベースに利得制御用電源が接続された第 2 トランジスタと、

上記利得制御用電源と上記第 1 トランジスタのベースと、に接続された抵抗を備えたことを特徴とするトランジスタ電力増幅器。

【請求項 2】 請求項 1 に記載のトランジスタ電力増幅器において、

上記利得制御用電源の電圧は、上記第 1 トランジスタのベース－エミッタ間オン電圧と上記第 2 トランジスタのベース－エミッタ間オン電圧との和以下であることを特徴とするトランジスタ電力増幅器。

【請求項 3】 バイポーラトランジスタで構成されると共に、エミッタが接地され、コレクタにコレクタ駆動用電源が接続されて、ベースに入力された信号を増幅して上記コレクタから出力する第 1 トランジスタと、

バイポーラトランジスタで構成されると共に、エミッタに上記第 1 トランジスタのベースが接続され、コレクタにコレクタ駆動用電源が接続され、ベースに利得制御用電源が接続された第 2 トランジスタと、

上記第 1 トランジスタのベースに信号を入力するための信号入力端子と、

上記第 2 トランジスタのベースと信号入力端子とを接続するインピーダンス回路を備えたことを特徴とするトランジスタ電力増幅器。

【請求項 4】 バイポーラトランジスタで構成されると共に、エミッタが接地され、コレクタにコレクタ駆動用電源が接続されて、ベースに入力された信号を増幅して上記コレクタから出力する第 1 トランジスタと、

バイポーラトランジスタで構成されると共に、エミッタに上記第 1 トランジスタのベースが接続され、コレクタにコレクタ駆動用電源が接続され、ベースに利得制御用電源が接続された第 2 トランジスタと、

上記第 2 トランジスタのベースと上記第 1 トランジスタのベースとを接続するインピーダンス回路を備えたことを特徴とするトランジスタ電力増幅器。

【請求項 5】 バイポーラトランジスタで構成されると共に、エミッタが接地され、コレクタにコレクタ駆動用電源が接続され、ベースにインピーダンス整合回路が接続されて、上記インピーダンス整合回路を介してベースに入力された信号を増幅して上記コレクタから出力する第 1 トランジスタと、

バイポーラトランジスタで構成されると共に、エミッタに上記第 1 トランジスタのベースが接続され、コレクタ

にコレクタ駆動用電源が接続され、ベースに利得制御用電源が接続された第 2 トランジスタと、

上記第 2 トランジスタのベースとインピーダンス整合回路内とを接続するインピーダンス回路を備えたことを特徴とするトランジスタ電力増幅器。

【請求項 6】 請求項 1 乃至請求項 5 の何れか一つに記載のトランジスタ電力増幅器において、

上記バイポーラトランジスタは、ガリウムヒ素化合物半導体ヘテロ接合バイポーラトランジスタであることを特徴とするトランジスタ電力増幅器。

【発明の詳細な説明】

【 0 0 0 1 】

【発明の属する技術分野】 この発明は、バイポーラトランジスタを用いたトランジスタ電力増幅器に関する。

【 0 0 0 2 】

【従来の技術】 近年、携帯電話に代表される移動体通信用携帯端末の小型・軽量化のための研究開発が精力的に行われている。ここで、上記端末の総てを単一正電源動作する能動部品で構成すれば、負電源あるいは負電圧発生回路が不要となり、端末の小型・軽量化に貢献でき

る。そこで、送信用電力増幅デバイスとして、単一正電源動作が可能であるシリコン NPN バイポーラトランジスタおよびガリウムヒ素化合物半導体ヘテロ接合バイポーラトランジスタ(以下、GaAs HBT と略称する)が有望なデバイスとして注目される。

【 0 0 0 3 】 特に、上記 GaAs HBT はシリコンバイポーラトランジスタに比べて、低コレクタ電圧動作時の高周波特性に優れているため、携帯端末の小型・軽量化のためにバッテリーの電池本数を減らし、携帯端末の電源電圧が低下したときに真価を発揮する重要なデバイスとして期待されている。

【 0 0 0 4 】 図 7 に、バイポーラトランジスタを用いたエミッタ接地型電力増幅器の従来の回路構成を示す。図中、Tr1 は電力増幅用バイポーラトランジスタであり、Tr2 は電力増幅用バイポーラトランジスタ Tr1 のベース駆動用バイポーラトランジスタである。また、Vcc は電力増幅用バイポーラトランジスタ(以下、単に電力増幅用トランジスタと言う) Tr1 およびベース駆動用バイポーラトランジスタ(以下、単にベース駆動用トランジスタと言う) Tr2 のコレクタ電源であり、Vbb は本電力増幅器の利得を制御するための利得制御電源であり、R1 および R2 はベース駆動用トランジスタ Tr2 のベース電圧調整用バイアス抵抗である。そして、信号は入力整合回路 1 を介して電力増幅用トランジスタ Tr1 のベースに入力され、電力増幅用トランジスタ Tr1 のコレクタから出力整合回路(コレクタバイアス回路を含む) 2 を介して出力される。

【 0 0 0 5 】 上記ベース駆動用トランジスタ Tr2 は、電力増幅用トランジスタ Tr1 のベース電流を実質的にコレクタ電源 Vcc から供給することによって利得制御電

源 V_{bb} から供給すべき利得制御電流 I_{bb} を低減し、利得制御電圧 V_{bb} を発生させる外部制御回路に要求される電流供給能力を低減するために一般的に用いられている。尚、ベース駆動用トランジスタ Tr_2 を用いることによる利得制御電圧 V_{bb} から供給すべき利得制御電流 I_{bb} の低減量は、ベース駆動用トランジスタ Tr_2 の電流増幅率に略反比例し、通常トランジスタの電流増幅率は 10 以上であることから、ベース駆動用トランジスタ Tr_2 を付加しない場合に比べて少なくとも 10 分の 1 に低減できることになる。

【0006】例えば、GSM デジタルセルラ電話用携帯端末のアンテナ端送信出力は 2 ワット必要であり、送信用電力増幅器には 3 ワット程度の出力が要求される。ここで、コレクタ電源電圧 V_{cc} が 4.8 V であり、電力付加効率が 50 % であるとする、電力増幅用トランジスタ Tr_1 の平均コレクタ電流は 1.25 A となる。そして、電力増幅用トランジスタ Tr_1 の電流増幅率を 10 であるとする、1.25 A の平均コレクタ電流を流すためには 125 mA のベース電流が必要となり、上述のごとくベース駆動用トランジスタ Tr_2 を用いることによって利得制御電流 I_{bb} を 10 分の 1 に低減できることから、利得制御電流 I_{bb} は 12.5 mA でよいことになる。

【0007】上記構成の電力増幅器では、上記利得制御電圧 V_{bb} を変化させることによって電力増幅用トランジスタ Tr_1 のバイアス点を変化させ、延いては電力増幅用トランジスタ Tr_1 の利得を変化させることで電力増幅器の利得を制御するのである。また、上記電力増幅用トランジスタ Tr_1 のベース端電位および電力増幅用トランジスタ Tr_1 のベースへの注入電流の入力信号による交流的変動を、電力増幅用トランジスタ Tr_1 で増幅することによって入力信号を増幅するのである。

【0008】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、上記従来の電力増幅器においては、バイポーラトランジスタのベース-エミッタ間には、シリコンバイポーラトランジスタの場合には 0.7 V 程度、GaAs HBT の場合には 1.3 V 程度のオン電圧が存在することに起因して、以下のような問題が生ずる。

【0009】(1) 第 1 の問題

図 8 に、図 7 に示す従来の電力増幅器におけるコレクタ電流 I_{cc} と利得制御電圧 V_{bb} との関係を示す。今、バイポーラトランジスタのベース-エミッタ間のオン電圧を V_{bi} とした場合、ベース駆動用トランジスタ Tr_2 のベース端から見た電力増幅用トランジスタ Tr_1 のオン電圧は、電力増幅用トランジスタ Tr_1 のオン電圧 V_{bi} とベース駆動用トランジスタ Tr_2 のオン電圧 V_{bi} との和であって $2V_{bi}$ となる。したがって、上記利得制御電圧 V_{bb} 端から見た電力増幅用トランジスタ Tr_1 のオン電圧（以下、増幅器オン電圧と言う） V_{bb_on} は、バイアス

抵抗 R_1 の電圧降下 ΔV_{bb} が加わって、

$$V_{bb_on} = 2V_{bi} + \Delta V_{bb}$$

となる。

【0010】この増幅器オン電圧 V_{bb_on} までは、両トランジスタ Tr_1 , Tr_2 はオンしないので、利得制御電圧 V_{bb} の最大値を V_{bb_max} とすると、利得を制御し得る実効的な電圧（実効利得制御電圧） V_{bbw} は、

$$\begin{aligned} V_{bbw} &= V_{bb_max} - V_{bb_on} \\ &= V_{bb_max} - (2V_{bi} + \Delta V_{bb}) \end{aligned}$$

となる。

【0011】現在、GSM 等のデジタルセルラ用携帯端末のバッテリーの電源電圧は、ニッケル水素電池 4 セル直列接続構成の 4.8 V が主流である。したがって、実効利得制御電圧 V_{bbw} の最大値は、最大利得制御電圧 V_{bb_max} が電源電圧の 4.8 V まですえ、且つ、バイアス抵抗 R_1 による電圧降下 ΔV_{bb} を無視したとすると、上述のごとくシリコンバイポーラトランジスタのオン電圧 V_{bi} は 0.7 V であり、GaAs HBT のオン電圧 V_{bi} は 1.3 V であるから、シリコンバイポーラトランジスタの場合には $V_{bbw} = 3.4$ V となり、GaAs HBT の場合には $V_{bbw} = 2.2$ V となる。

【0012】ところで、上記携帯端末の更なる小型・軽量化を図るためにはバッテリーも小型・軽量化する必要がある、電源電圧をニッケル水素電池 3 セル直列接続構成あるいはリチウムイオン電池 1 セル構成の 3.6 V に移行することが望まれる。ところが、バッテリーの電源電圧を 3.6 V とした場合には、最大利得制御電圧 V_{bb_max} が電源電圧の 3.6 V まですえ、且つ、バイアス抵抗 R_1 による電圧降下 ΔV_{bb} を無視したとしても、実効利得制御電圧 V_{bbw} の最大値は、シリコンバイポーラトランジスタの場合には $V_{bbw} = 2.2$ V となり、GaAs HBT の場合には $V_{bbw} = 1.0$ V となる。つまり、電源電圧の 4.8 V から 3.6 V への縮小率は 75 % であるのに対して、 V_{bbw} の縮小率は、シリコンバイポーラトランジスタの場合で 65 %、GaAs HBT の場合で 45 % と、電源電圧の縮小率以上に実効利得制御電圧が縮小されてしまい、実効利得制御電圧範囲が極端に狭くなってしまうのである。

【0013】したがって、電源電圧を 3.6 V とした場合には、本電力増幅器における利得の利得制御電圧 V_{bb} に対する依存性が急峻となってしまい、正確な利得制御を行うための困難性が增大するという問題が生ずるのである。

【0014】実際には、上記バイアス抵抗 R_1 による電圧降下 ΔV_{bb} を無視することはできず、最大利得制御電圧 V_{bb_max} は電圧降下 ΔV_{bb} 分だけ低下する。さらに、特に GaAs HBT の場合にはベース-エミッタ間のオン電圧 V_{bi} が高いために、最大利得制御電圧 V_{bb_max} の低下への影響が大きく、問題はより深刻である。

【0015】移動体通信で使用される準マイクロ波以上

(800MHz以上)の周波数領域では、GaAsHBTは、シリコンバイポーラトランジスタに比して低電圧動作時の電力付加効率が大きく、端末の消費電流低減や通話時間延長に大きく寄与するために、上述の問題を解決する意義は非常に大きい。

【0016】(2) 第2の問題

上述した如く、図7に示す構成を有する電力増幅器では、電力増幅用トランジスタTr1のベース端電位および電力増幅用トランジスタTr1のベースへの注入電流の入力信号による交流的変動が、電力増幅用トランジスタTr1で増幅されることによって、入力信号が増幅されるのである。

【0017】その際に、入力信号によって電力増幅用トランジスタTr1のベース-エミッタ間電圧が上昇すると、ベース駆動用トランジスタTr2から見ると電力増幅用トランジスタTr1のベースとベース駆動用トランジスタTr2のエミッタは同電位であるために、ベース駆動用トランジスタTr2のベース-エミッタ間電圧は低くなり、ベース駆動用トランジスタTr2による電力増幅用トランジスタTr1のベース駆動能力が低下してしまう。そのために、電力増幅用トランジスタTr1のベース-エミッタ間に存在するオン電圧が、入力信号による電力増幅用トランジスタTr1の駆動を一部相殺することになる。すなわち、上記電力増幅用トランジスタTr1のベース-エミッタ間に存在するオン電圧が、上記ベースに注入される電流のピーク値あるいは振幅を抑制し、電力増幅用トランジスタTr1の利得低下あるいは出力低下の要因となるのである。

【0018】電力増幅器の動作モードとしては、

A級およびAB級 … $V_{bb} > V_{bb_on}$

B級 … $V_{bb} = V_{bb_on}$

C級 … $V_{bb} < V_{bb_on}$

但し、 V_{bb} : 利得制御電圧

V_{bb_on} : 増幅器オン電圧

がある。したがって、利得制御電圧 V_{bb} が低下してC級になる程、信号入力時に入力信号の1周期間において電力増幅用トランジスタTr1がオフしている期間が長くなる。そのために、常時同一の出力電力を得ようとする場合には、利得制御電圧 V_{bb} が低下してC級になる程、電力増幅用トランジスタTr1のベースに注入されるピーク電流を大きくする必要がある。つまり、上記電力増幅用トランジスタTr1のベース-エミッタ間に存在するオン電圧に起因するベース電流振幅抑制効果は、動作モードがC級になる程深刻な問題となるのである。

【0019】上述した如く、現在、GSM等のデジタルセルラ用携帯端末のバッテリーの電源電圧としてはニッケル水素電池4セル直列接続構成の4.8Vが主流である。ところが、ベース駆動用トランジスタTr2等からなる利得制御回路内での電圧降下があるために、最大利得制御電圧 V_{bb_max} は3.5V程度まで低下するのが一

般的である。ところで、上記バイアス抵抗R1の電圧降下 ΔV_{bb} は、バイアス抵抗R1とバイアス抵抗R2との分割比で調整可能であるから無視すると、上述のごとくシリコンバイポーラトランジスタのオン電圧 V_{bi} は0.7Vであり、GaAsHBTのオン電圧 V_{bi} は1.3Vであるから、

$$V_{bb_on} = 2V_{bi} + \Delta V_{bb}$$

から、増幅器オン電圧 V_{bb_on} は、シリコンバイポーラトランジスタの場合には $V_{bb_on} = 1.4V$ となり、GaAsHBTの場合には増幅器オン電圧 $V_{bb_on} = 2.6V$ となる。したがって、何れのバイポーラトランジスタを用いた場合でも、上記バッテリーの電源電圧として4.8Vを採用した場合における最大利得制御電圧 $V_{bb_max} = 3.5V$ より低く、バッテリー電源電圧として4.8Vを使用する場合には、電力増幅用トランジスタTr1は、A級あるいは少なくともAB級の電力増幅器として動作可能なのである。

【0020】ところが、上記携帯端末の更なる小型・軽量化を図るために、バッテリーの電源電圧をニッケル水素電池3セル直列接続構成あるいはリチウムイオン電池1セル構成の3.6Vにした場合には、上記利得制御回路内での電圧降下のために最大利得制御電圧 V_{bb_max} は2.2V程度まで低下してしまう。この場合には、トランジスタとしてGaAsHBTを使用すると、最大利得制御電圧 $V_{bb_max} = 2.2V$ は増幅器オン電圧 $V_{bb_on} = 2.6V$ よりも低くなり、電力増幅用トランジスタTr1の動作がC級動作となって、電力増幅器の利得および出力が低下してしまう。さらに、入力信号のレベルに制限がある場合には、利得低下は出力低下を招くために、問題はより深刻となる。

【0021】尚、トランジスタとしてシリコンバイポーラトランジスタを使用する場合は、GaAsHBTを使用する場合より増幅器オン電圧 V_{bb_on} が低いので、上記問題の深刻さは緩いが、バッテリーの電源電圧を更に低くする場合には、GaAsHBTの場合と同様に上記問題が深刻となる。

【0022】移動体通信で使用される準マイクロ波以上(800MHz以上)の周波数領域では、GaAsHBTは、シリコンバイポーラトランジスタに比して低電圧動作時の電力付加効率が大きく、端末の消費電流低減や通話時間延長に大きく寄与するために、上述の問題を解決して、電力増幅器としてGaAsHBTを使用可能とする意義は非常に大きい。

【0023】そこで、この発明の目的は、実効利得制御電圧範囲が広く、低電圧動作時においても利得および出力電圧の大きいトランジスタ電力増幅器を提供することにある。

【0024】

【課題を解決するための手段】上記目的を達成するため、請求項1に係る発明のトランジスタ電力増幅器は、

7

バイポーラトランジスタで構成されると共に、エミッタが接地され、コレクタにコレクタ駆動用電源が接続されて、ベースに入力された信号を増幅して上記コレクタから出力する第1トランジスタと、バイポーラトランジスタで構成されると共に、エミッタに上記第1トランジスタのベースが接続され、コレクタにコレクタ駆動用電源が接続され、ベースに利得制御用電源が接続された第2トランジスタと、上記利得制御用電源と上記第1トランジスタのベースとに接続された抵抗を備えたことを特徴としている。

【0025】上記構成によれば、利得制御用電源にベースが接続された第2トランジスタがオンするまでは、上記利得制御用電源と第1トランジスタのベースとに接続された抵抗を介して、上記利得制御用電源によって上記第1トランジスタが直接バイアスされる。こうして、上記利得制御用電源による実効利得制御電圧範囲が、上記第2トランジスタを介してのみ上記第1トランジスタをバイアスする場合の実効利得制御電圧範囲よりも、上記第2トランジスタのベース－エミッタ間オン電圧分だけ拡大される。

【0026】また、請求項2に係る発明は、請求項1に係る発明のトランジスタ電力増幅器において、上記利得制御用電源の電圧は、上記第1トランジスタのベース－エミッタ間オン電圧と上記第2トランジスタのベース－エミッタ間オン電圧との和以下であることを特徴としている。

【0027】上記構成によれば、請求項1に係る発明のトランジスタ電力増幅器の場合と同様に、利得制御用電源による実効利得制御範囲が第2トランジスタのベース－エミッタ間オン電圧分だけ拡大される。したがって、上記利得制御用電源の電圧が上記第1トランジスタのベース－エミッタ間オン電圧と上記第2トランジスタのベース－エミッタ間オン電圧との和以下であっても、上記利得制御用電源によって第1トランジスタのバイアス点

が変化されて、利得が制御される。

【0028】また、請求項3に係る発明は、バイポーラトランジスタで構成されると共に、エミッタが接地され、コレクタにコレクタ駆動用電源が接続されて、ベースに

入力された信号を増幅して上記コレクタから出力する第1トランジスタと、バイポーラトランジスタで構成されると共に、エミッタに上記第1トランジスタのベースが接続され、コレクタにコレクタ駆動用電源が接続され、ベースに利得制御用電源が接続された第2トランジスタと、上記第1トランジスタのベースに信号を入力するための信号入力端子と、上記第2トランジスタのベースと信号入力端子とを接続するインピーダンス回路を備えたことを特徴としている。

【0029】また、請求項4に係る発明は、バイポーラトランジスタで構成されると共に、エミッタが接地され、コレクタにコレクタ駆動用電源が接続されて、ベースに

8

入力された信号を増幅して上記コレクタから出力する第1トランジスタと、バイポーラトランジスタで構成されると共に、エミッタに上記第1トランジスタのベースが接続され、コレクタにコレクタ駆動用電源が接続され、ベースに利得制御用電源が接続された第2トランジスタと、上記第2トランジスタのベースと上記第1トランジスタのベースとを接続するインピーダンス回路を備えたことを特徴としている。

【0030】また、請求項5に係る発明は、バイポーラトランジスタで構成されると共に、エミッタが接地され、コレクタにコレクタ駆動用電源が接続され、ベースにインピーダンス整合回路が接続されて、上記インピーダンス整合回路を介してベースに入力された信号を増幅して上記コレクタから出力する第1トランジスタと、バイポーラトランジスタで構成されると共に、エミッタに上記第1トランジスタのベースが接続され、コレクタにコレクタ駆動用電源が接続され、ベースに利得制御用電源が接続された第2トランジスタと、上記第2トランジスタのベースとインピーダンス整合回路内とを接続するインピーダンス回路を備えたことを特徴としている。

【0031】請求項3あるいは請求項4あるいは請求項5の構成によれば、信号入力端子あるいは第1トランジスタのベースあるいはインピーダンス整合回路内と第2トランジスタのベースとを接続しているインピーダンス回路のインピーダンスを調整することによって、上記インピーダンス回路を介して接続されている上記第2トランジスタのエミッタの電位とベースの電位の交流的な相対位相が同相になる。したがって、入力信号によって上記第2トランジスタのエミッタ電位が上昇する際に、ベース電位も上昇されて、上記第2トランジスタのベース－エミッタ間電位の低下が抑制される。その結果、上記第2トランジスタによる上記第1トランジスタのベース駆動能力の低下が防止されて、利得の低下が防止される。

【0032】また、請求項6に係る発明は、請求項1乃至請求項5の何れか一つに記載のトランジスタ電力増幅器において、上記バイポーラトランジスタは、GaAsHBTであることを特徴としている。

【0033】上記構成によれば、上記バイポーラトランジスタとしてシリコンバイポーラトランジスタを使用した場合に比してベース－エミッタ間オン電圧は大きい、ところが、請求項1に係る発明のトランジスタ電力増幅器の場合と同様に、実効利得制御範囲が第2トランジスタのベース－エミッタ間オン電圧分だけ拡大されているので、十分に利得制御が行われる。また、上記構成によれば、シリコンバイポーラトランジスタを使用した場合に比して利得制御用電源端から見た第1トランジスタのオン電圧は大きい、ところが、請求項3乃至請求項5の何れか一つに係る発明のトランジスタ電力増幅器の場合と同様に、入力信号による上記第2トランジスタのベ

スーエミッタ間電位の低下が抑制される。したがって、上記オン電圧の値に拘わらず上記第 2 トランジスタによる第 1 トランジスタのベース駆動能力が補償されることになり、利得の低下が防止される。

【 0 0 3 4 】

【発明の実施の形態】以下、この発明を図示の実施の形態により詳細に説明する。

＜第 1 実施の形態＞図 1 は本実施の形態のトランジスタ電力増幅器における回路図である。このトランジスタ電力増幅器は、バイポーラトランジスタを用いたエミッタ接地型電力増幅器である。図中、 T_{r11} は電力増幅用バイポーラトランジスタ（以下、電力増幅用トランジスタと略称する）であり、シリコン NPN バイポーラトランジスタあるいは GaAs HBT で構成される。 T_{r12} は電力増幅用トランジスタ T_{r11} のベース電流駆動用バイポーラトランジスタ（以下、ベース駆動用トランジスタと略称する）であり、シリコン NPN バイポーラトランジスタあるいは GaAs HBT で構成される。

【 0 0 3 5 】上記電力増幅用トランジスタ T_{r11} のエミッタは接地されており、ベースにはベース駆動用トランジスタ T_{r12} のエミッタが接続されている。そして、ベース駆動用トランジスタ T_{r12} のベースは直列に接続されたベース電圧調整用バイアス抵抗 R_{11} , R_{12} の間に接続され、バイアス抵抗 R_{11} は本電力増幅器の利得を制御するための利得制御電源 V_{bb} に接続される一方、バイアス抵抗 R_{12} は接地されている。さらに、ベース駆動用トランジスタ T_{r12} のコレクタは、コレクタ電源 V_{cc} に接続されている。

【 0 0 3 6 】上記電力増幅用トランジスタ T_{r11} のベースには上記インピーダンス整合回路としての入力整合回路 1 1 が接続されており、この入力整合回路 1 1 に信号入力端子 1 2 から信号が入力される。さらに、電力増幅用トランジスタ T_{r11} のベースには、バイアス抵抗 R_{13} を介して利得制御電源 V_{bb} が接続されている。また、電力増幅用トランジスタ T_{r11} のコレクタは、出力整合回路 1 3 を介してコレクタ電源 V_{cc} に接続されている。そして、上記電力増幅用トランジスタ T_{r11} のコレクタからの増幅信号は出力整合回路 1 3 を介して出力される。尚、上記出力整合回路 1 3 はコレクタバイアス回路を含んで構成されているものとする。

【 0 0 3 7 】図 2 に、図 1 に示すトランジスタ電力増幅器におけるコレクタ電流 I_{cc} と利得制御電圧 V_{bb} との関係を示す。本実施の形態においては、上記電力増幅用トランジスタ T_{r11} は、バイアス抵抗 R_{13} によって、利得制御電源 V_{bb} から直接バイアスされる。そのため、バイポーラトランジスタのベーススーエミッタ間のオン電圧を V_{bi} とした場合、利得制御電源 V_{bb} 端から見た電力増幅用トランジスタ T_{r11} のオン電圧（増幅器オン電圧） V_{bb_on} は

$$V_{bb_on} = V_{bi}$$

となる。

【 0 0 3 8 】この増幅器オン電圧 V_{bb_on} までは、上記電力増幅用トランジスタ T_{r11} はオンしないので、利得制御電圧 V_{bb} の最大値を V_{bb_max} とすると、利得を制御し得る実効的な電圧（実効利得制御電圧） V_{bbw} は、

$$V_{bbw} = V_{bb_max} - V_{bb_on}$$

$$= V_{bb_max} - V_{bi}$$

となり、図 8 に示す従来の電力増幅器における実効利得制御電圧 V_{bbw} よりもベース駆動用トランジスタ T_{r12} のオン電圧 V_{bi} 分だけ大きくなる。

【 0 0 3 9 】ここで、バッテリーの電源電圧をニッケル水素電池 4 セル直列接続構成の 4.8 V とする。そして、最大利得制御電圧 V_{bb_max} が電源電圧の 4.8 V まで使えたとなると、上述のごとくシリコンバイポーラトランジスタのオン電圧 V_{bi} は 0.7 V であり、GaAs HBT のオン電圧 V_{bi} は 1.3 V であるから、実効利得制御電圧 V_{bbw} の最大値は、シリコンバイポーラトランジスタの場合には $V_{bbw} = 4.1$ V となり、GaAs HBT の場合には $V_{bb} = 3.5$ V となる。すなわち、上述したごと

く、図 7 に示す従来の電力増幅器の場合におけるバッテリーの電源電圧が 4.8 V での実効利得制御電圧 V_{bbw} の最大値が、シリコンバイポーラトランジスタの場合には $V_{bbw} = 3.4$ V であり、GaAs HBT の場合には $V_{bb} = 2.2$ V であることから、本実施の形態によれば、実効利得制御電圧範囲が従来の電力増幅器よりも、シリコンバイポーラトランジスタの場合で 20 %、GaAs HBT の場合で 60 % 広くできるのである。

【 0 0 4 0 】また、上記バッテリーの電源電圧をニッケル水素電池 3 セル直列接続構成あるいはリチウムイオン電池 1 セル構成の 3.6 V に移行した場合を考える。上記最大利得制御電圧 V_{bb_max} が電源電圧の 3.6 V まで使えたとなると、実効利得制御電圧 V_{bbw} の最大値は、シリコンバイポーラトランジスタの場合では $V_{bbw} = 2.9$ V となり、GaAs HBT の場合では $V_{bbw} = 2.3$ V となる。この場合には、従来の電力増幅器の場合におけるバッテリー電源電圧が 3.6 V での実効利得制御電圧 V_{bbw} の最大値が、シリコンバイポーラトランジスタの場合に $V_{bbw} = 2.2$ V であり、GaAs HBT の場合に $V_{bb} = 1.0$ V であることから、本実施の形態によれば、実効利得制御電圧範囲が従来の電力増幅器より、シリコンバイポーラトランジスタの場合で 30 %、GaAs HBT の場合で 130 % 広くできるのである。

【 0 0 4 1 】このように、本実施の形態による従来の電力増幅器に対する実効利得制御電圧範囲の増大率は、バッテリーの電源電圧が 4.8 V の場合よりも 3.6 V の場合の方が大きく、本実施の形態は、バッテリー電源電圧が低い場合により高い場合に効果を発揮できると言える。また、本実施の形態による従来の電力増幅器に対する実効利得制御電圧範囲の増大率は、シリコンバイポーラトランジスタの場合よりも GaAs HBT の場合の方が大き

く、本実施の形態は、ベース-エミッタ間オン電圧 V_{bi} の高い $GaAsHBT$ を増幅素子として用いる場合により高い効果を発揮できると言える。

【0042】また、本実施の形態におけるバッテリー電源電圧の $4.8V$ から $3.6V$ への減少時における実効利得制御電圧 V_{bbw} の縮小率は、電源電圧の $4.8V$ から $3.6V$ への縮小率が 75% であるのに対して、シリコンバイポーラトランジスタの場合では 70% 、 $GaAsHBT$ の場合では 66% と、電源電圧の縮小率に略匹敵しており、バッテリー電源電圧の低下による実効利得制御電圧範囲の極端な低下は起きないのである。

【0043】ところで、上記利得制御電圧 V_{bb} が増幅器オン電圧 $V_{bb_on}(=V_{bi}$: ベース駆動用トランジスタ $Tr12$ のベース-エミッタ間オン電圧) より高い場合には、ベース駆動用トランジスタ $Tr12$ がオンして電力増幅用トランジスタ $Tr11$ にベース電流を供給できる。したがって、バイアス抵抗 $R13$ で供給すべき電力増幅用トランジスタ $Tr11$ へのベース電流は、ベース駆動用トランジスタ $Tr12$ から電力増幅用トランジスタ $Tr11$ へベース電流が供給されるまでの補完的な電流でよい。そのため、

【0044】すなわち、例えば、上記バッテリーの電源電圧が $4.8V$ 、最大出力電力(利得制御電圧 V_{bb} が最大利得制御電圧 V_{bb_max} である場合の出力電力)が $3W$ ット ($34.8dBm$)、電力付加効率が 50% 、電力増幅用トランジスタ $Tr11$ の平均コレクタ電流が $1.25A$ 、電力増幅用トランジスタ $Tr11$ の電流増幅率が 10 の場合であって、最大利得制御電圧 V_{bb_max} 時の動作利得を $10dB$ とし、電力増幅用トランジスタ $Tr11$ オフ時の入出力間アイソレーションを $-20dB$ とすると、本トランジスタ電力増幅器の利得制御範囲は $30dB$ となる。

【0045】ここで、利得制御は、通常 dB 単位で行うので、利得制御範囲 $30dB$ のうちの $15dB$ 分を、バイアス抵抗 $R13$ を介する電力増幅用トランジスタ $Tr11$ のベース電流駆動で賄うとすると、バイアス抵抗 $R13$ は 100 ミリワットまで賄えばよいことになる。したがって、電力付加効率が 5% まで低下したと仮定しても、バイアス抵抗 $R13$ に流す電流は $40mA$ でよく、ベース駆動用トランジスタ $Tr12$ のベースを駆動する分の電流 $12.5mA$ (従来の技術の項を参照) を合わせても利得制御電流 I_{bb} は $50mA$ 程度となる。すなわち、本実施の形態における利得制御電流 I_{bb} は、ベース駆動用トランジスタ $Tr12$ を付加しない場合の利得制御電流 $I_{bb}=12.5mA$ (従来の技術の項を参照) の半分以下ですむのである。

【0046】上述のように、上記実施の形態においては、上記電力増幅用トランジスタ $Tr11$ のベースと利得制

御電源 V_{bb} とをバイアス抵抗 $R13$ を介して接続して、ベース駆動用トランジスタ $Tr12$ がオンするまでは、バイアス抵抗 $R13$ を介して利得制御電源 V_{bb} から電力増幅用トランジスタ $Tr11$ を直接バイアスするようにしている。したがって、本トランジスタ電力増幅器における実効利得制御電圧 V_{bbw} の範囲をベース駆動用トランジスタ $Tr12$ のベース-エミッタ間オン電圧 V_{bi} 分だけ拡大することができる。その効果は、特に、低コレクタ電圧動作時の高周波特性に優れている $GaAsHBT$ の場合に大きく、移動体通信用携帯端末におけるバッテリー電源電圧の低下を可能にして小型・軽量化に貢献できる。

【0047】＜第2実施の形態＞図3は本実施の形態のトランジスタ電力増幅器における回路図である。電力増幅用トランジスタ $Tr21$ 、ベース駆動用トランジスタ $Tr22$ 、ベース電圧調整用バイアス抵抗 $R21$ ・ $R22$ 、入力整合回路 21 、信号入力端子 22 、出力整合回路 23 、コレクタ電源 V_{cc} および利得制御電源 V_{bb} は、図1に示す、第1実施の形態における電力増幅用トランジスタ $Tr11$ 、ベース駆動用トランジスタ $Tr12$ 、ベース電圧調整用バイアス抵抗 $R11$ ・ $R12$ 、入力整合回路 11 、信号入力端子 12 、出力整合回路 13 、コレクタ電源 V_{cc} および利得制御電源 V_{bb} と同じ構成を有している。

【0048】本実施の形態においては、上記信号入力端子 22 とベース駆動用トランジスタ $Tr22$ のベースとをインピーダンス回路 25 を介して交流的に接続している。そして、インピーダンス回路 25 におけるインピーダンスは、このインピーダンスの実部および虚部を調整することによって任意の値に設定できる。したがって、このインピーダンス回路 25 によって、ベース駆動用トランジスタ $Tr22$ のエミッタ電位とベース電位との交流的な位相を同相にすることが可能なのである。

【0049】こうして、上記信号入力端子 22 とベース駆動用トランジスタ $Tr22$ のベースとが交流的に同相に接続されることによって、信号入力端子 22 から入力された信号でベース駆動用トランジスタ $Tr22$ のエミッタ電位が上昇しても、同時に生ずるベース電位の上昇によって、ベース駆動用トランジスタ $Tr22$ のベース-エミッタ間電圧の低下は回避されるのである。その結果、上記ベース駆動用トランジスタ $Tr22$ は正常に動作することができるようになり、ベース駆動用トランジスタ $Tr22$ による電力増幅用トランジスタ $Tr21$ のベース駆動能力の低下を抑制できる。

【0050】したがって、本実施の形態によれば、上記電力増幅用トランジスタ $Tr21$ のベース-エミッタ間オン電圧 V_{bi} が存在することに起因する電力増幅用トランジスタ $Tr21$ の利得低下が防止されて、出力信号の電圧が向上するのである。

【0051】このように、本実施の形態においては、上記利得制御電圧 V_{bb} の値や増幅器オン電圧 V_{bb_on} の値とは関係なく、ベース駆動用トランジスタ $Tr22$ による

電力増幅用トランジスタ Tr_{21} のベース駆動能力が補償される。したがって、バッテリー電源電圧が 4.8 V から 3.6 V に移行して最大利得制御電圧 V_{bb_max} が 2.2 V となり、 $GaAsHBT$ を増幅素子として使用した場合の増幅器オン電圧 V_{bb_on} (2.6 V)よりも低くなって動作モードがC級となっても、大きな利得および出力電圧を得ることができるのである。つまり、本実施の形態は、上記利得制御電圧 V_{bb} 端から見た電力増幅用トランジスタ Tr_{21} のオン電圧 V_{bb_on} が高く、動作モードがC級に成りやすい $GaAsHBT$ を増幅素子として用いた場合に、より大きな効果を奏すると言える。

【0052】図4は、上記インピーダンス回路25を具体的に開示した回路図である。このインピーダンス回路25は、抵抗 R とインダクタ L とキャパシタ C とを直列に接続して構成されており、抵抗 R 、インダクタ L およびキャパシタ C の値の組み合わせによって任意のインピーダンスを実現できるのである。

【0053】上述のように、本実施の形態においては、上記ベース駆動用トランジスタ Tr_{22} のベースと信号入力端子22とをインピーダンス回路25を介して交流的に接続して、ベース駆動用トランジスタ Tr_{12} のエミッタ電位の位相とベース電位の位相とを同相にしている。したがって、入力信号によってベース駆動用トランジスタ Tr_{22} のエミッタ電位とベース電位とが同時に上昇して、入力信号によるベース駆動用トランジスタ Tr_{22} のベース-エミッタ間電圧の低下が回避される。

【0054】すなわち、本実施の形態によれば、上記利得制御電圧 V_{bb} および増幅器オン電圧 V_{bb_on} には関係なく、ベース駆動用トランジスタ Tr_{22} による電力増幅用トランジスタ Tr_{21} のベース駆動能力の低下を抑制して、電力増幅用トランジスタ Tr_{21} の利得低下を防止できるのである。その効果は、特に、低コレクタ電圧動作時の高周波特性に優れている $GaAsHBT$ の場合に大きく、移動体通信用携帯端末におけるバッテリー電源電圧の低下を可能にして小型・軽量化に貢献できる。

【0055】ここで、上記インピーダンス回路25は、上述のようにベース駆動用トランジスタ Tr_{22} のエミッタ電位とベース電位との交流的な相対位相を任意に設定できる。したがって、インピーダンス25の信号入力端子22側の接続位置は、信号入力端子22からベース駆動用トランジスタ Tr_{21} のベース端までの何れでもよいことになる。

【0056】＜第3実施の形態＞図5に示すトランジスタ電力増幅器では、ベース駆動用トランジスタ Tr_{32} のベースと入力整合回路31内とをインピーダンス回路35を介して交流的に接続している。尚、図5中における電力増幅用トランジスタ Tr_{31} 、ベース駆動用トランジスタ Tr_{32} 、ベース電圧調整用バイアス抵抗 $R_{31} \cdot R_{32}$ 、信号入力端子32、出力整合回路33、コレクタ電源 V_{cc} および利得制御電圧 V_{bb} は、図3に示す、第2実施の形態に

おける電力増幅用トランジスタ Tr_{21} 、ベース駆動用トランジスタ Tr_{22} 、ベース電圧調整用バイアス抵抗 $R_{21} \cdot R_{22}$ 、信号入力端子22、出力整合回路23、コレクタ電源 V_{cc} および利得制御電圧 V_{bb} と同じ構成を有している。

【0057】本実施の形態においても、上記インピーダンス回路35のインピーダンスを任意に設定することによって、ベース駆動用トランジスタ Tr_{32} のエミッタ電位とベース電位との交流的な位相を同相にすることができる。したがって、利得制御電圧 V_{bb} や増幅器オン電圧 V_{bb_on} には関係なく、入力信号によるベース駆動用トランジスタ Tr_{32} のベース-エミッタ間電圧の低下を回避することができ、ベース駆動用トランジスタ Tr_{32} による電力増幅用トランジスタ Tr_{31} のベース電流駆動能力の低下を抑制できる。すなわち、本実施の形態によれば、低電圧動作時においても電力増幅用トランジスタ Tr_{31} の利得低下を防止して、出力信号の電圧を向上できるのである。

【0058】＜第4実施の形態＞図6に示すトランジスタ電力増幅器では、ベース駆動用トランジスタ Tr_{42} のベースと電力増幅用トランジスタ Tr_{41} のベースとをインピーダンス回路45を介して交流的に接続している。尚、図6中における電力増幅用トランジスタ Tr_{41} 、ベース駆動用トランジスタ Tr_{42} 、ベース電圧調整用バイアス抵抗 $R_{41} \cdot R_{42}$ 、入力整合回路41、信号入力端子42、出力整合回路43、コレクタ電源 V_{cc} および利得制御電圧 V_{bb} は、図3に示す、第2実施の形態における上記電力増幅用トランジスタ Tr_{21} 、ベース駆動用トランジスタ Tr_{22} 、ベース電圧調整用バイアス抵抗 $R_{21} \cdot R_{22}$ 、入力整合回路21、信号入力端子22、出力整合回路23、コレクタ電源 V_{cc} および利得制御電圧 V_{bb} と同じ構成を有している。

【0059】本実施の形態においても、上記インピーダンス回路45のインピーダンスを任意に設定することによって、ベース駆動用トランジスタ Tr_{42} のエミッタ電位とベース電位との交流的な位相を同相にすることができる。したがって、利得制御電圧 V_{bb} や増幅器オン電圧 V_{bb_on} には関係なく、入力信号によるベース駆動用トランジスタ Tr_{42} のベース-エミッタ間電圧の低下を回避することができ、ベース駆動用トランジスタ Tr_{42} による電力増幅用トランジスタ Tr_{41} のベース駆動能力の低下を抑制できる。すなわち、本実施の形態によれば、低電圧動作時においても電力増幅用トランジスタ Tr_{41} の利得低下を防止して、出力信号の電圧を向上できるのである。

【0060】尚、第2実施の形態～第4実施の形態において、実際には、トランジスタは接合容量や寄生インダクタンス等のリアクティブな成分を有する。そのために、ベース駆動用トランジスタ Tr_{22} 、 Tr_{32} 、 Tr_{42} のエミッタ電位とベース電位との交流的な相対位相は同相からはずれる。しかしながら、このずれはインピーダンス

10

20

30

40

50

回路 2 5, 3 5, 4 5 のインピーダンスによって調整可能である。

【 0 0 6 1 】 上記第 3, 第 4 実施の形態におけるインピーダンス回路 3 5, 4 5 は、例えば図 4 に示すインピーダンス回路 2 5 のごとく、抵抗 R とインダクタ L とキャパシタ C とを直列に接続して構成できることは言うまでもない。また、上記各インピーダンス回路 2 5, 3 5, 4 5 は、必ずしも R L C 直列回路である必要はなく、インピーダンスを任意の値に設定できる回路構成であればよい。また、上記各実施の形態においては、各電力増幅用トランジスタ T r 1 1, T r 2 1, T r 3 1, T r 4 1 のコレクタ電源と各ベース駆動用トランジスタ T r 1 2, T r 2 2, T r 3 2, T r 4 2 のコレクタ電源とを共通のコレクタ電源 V c c としているが、夫々異なる電源としても差し支えない。また、上記実施の形態においては、電力増幅用トランジスタ T r 1 1 のベースと利得制御電源 V b b とをバイアス抵抗 R 1 3 を介して接続して利得制御電源 V b b から電力増幅用トランジスタ T r 1 1 を直接バイアスすることと、ベース駆動用トランジスタのベースと信号入力端子または電力増幅用トランジスタのベースまたは入力整合回路内とをインピーダンス回路を介して接続してベース駆動用トランジスタのエミッタ電位の位相とベース電位の位相とを同相にすることとを、異なる実施の形態として説明している。しかしながら、両方を同時に行って(つまり、図 1 と図 3 または図 5 または図 6 とを組み合わせて)、実効利得制御電圧範囲の拡大とベース駆動用トランジスタによる電力増幅用トランジスタのベース駆動能力の低下防止とを同時に図っても差し支えない。

【 0 0 6 2 】

【 発明の効果 】 以上より明らかなように、請求項 1 に係る発明のトランジスタ電力増幅器は、バイポーラトランジスタで構成された電力増幅用の第 1 トランジスタと、バイポーラトランジスタで構成されて上記第 1 トランジスタのベースを駆動する第 2 トランジスタとを有し、上記第 2 トランジスタのベースに接続された利得制御用電源と上記第 1 トランジスタのベースとを抵抗で直接接続したので、上記第 2 トランジスタがオンするまでは、上記抵抗を介して、上記利得制御用電源によって上記第 1 トランジスタを第 2 トランジスタを介さずに直接バイアスできる。

【 0 0 6 3 】 したがって、上記利得制御用電源による実効利得制御電圧範囲が、上記第 2 トランジスタを介してのみ上記第 1 トランジスタをバイアスする場合の実効利得制御電圧範囲よりも、上記第 2 トランジスタのベース-エミッタ間オン電圧分だけ拡大できる。すなわち、この発明によれば、電源電圧が低下されて上記利得制御用電源の電圧が低下しても、十分な利得制御を行うことができる。

【 0 0 6 4 】 また、請求項 2 に係る発明のトランジスタ電力増幅器における利得制御用電源の電圧は、上記第 1

トランジスタのベース-エミッタ間オン電圧と上記第 2 トランジスタのベース-エミッタ間オン電圧との和以下であるので、低電圧動作時にも十分対処できる。尚、この場合には、請求項 1 に係る発明のトランジスタ電力増幅器の場合と同様に、利得制御用電源による実効利得制御電圧範囲が第 2 トランジスタのベース-エミッタ間オン電圧分だけ拡大されている。したがって、上記利得制御用電源の電圧が、上記第 1 トランジスタのベース-エミッタ間オン電圧と上記第 2 トランジスタのベース-エミッタ間オン電圧との和以下であっても、上記利得制御用電源によって十分利得を制御できるのである。

【 0 0 6 5 】 また、請求項 3 に係る発明のトランジスタ電力増幅器は、バイポーラトランジスタで構成された電力増幅用の第 1 トランジスタと、バイポーラトランジスタで構成されて上記第 1 トランジスタのベースにエミッタが接続されたベース駆動用の第 2 トランジスタとを有して、上記第 2 トランジスタのベースと上記第 1 トランジスタのベースに接続された信号入力端子とをインピーダンス回路で接続したので、上記インピーダンス回路のインピーダンスを調整することによって、上記信号入力端子に接続されている上記第 2 トランジスタのエミッタ電位とベース電位の交流的な相対位相を同相にできる。

【 0 0 6 6 】 したがって、入力信号によって第 2 トランジスタのエミッタ電位が上昇する際にベース電位をも上昇させることができ、上記第 2 トランジスタのベース-エミッタ間電位の低下を抑制できる。その結果、上記第 2 トランジスタによる上記第 1 トランジスタのベース駆動能力の低下を防止でき、利得の低下を防止できる。

尚、この発明による効果は、利得制御用電源の電圧および上記利得制御用電源から見た上記第 1 トランジスタのオン電圧には関係なく得られる。したがって、この発明によれば、低電圧動作時にも十分対処できる。

【 0 0 6 7 】 また、請求項 4 に係る発明のトランジスタ電力増幅器は、バイポーラトランジスタで構成された電力増幅用の第 1 トランジスタと、バイポーラトランジスタで構成されて上記第 1 トランジスタのベースにエミッタが接続されたベース駆動用の第 2 トランジスタとを有して、上記第 2 トランジスタのベースと上記第 1 トランジスタのベースとをインピーダンス回路で接続したので、

上記インピーダンス回路のインピーダンスを調整することによって、上記第 2 トランジスタのエミッタ電位とベース電位の交流的な相対位相を同相にできる。

【 0 0 6 8 】 したがって、入力信号によって第 2 トランジスタのエミッタ電位が上昇する際にベース電位をも上昇させることができ、上記第 2 トランジスタのベース-エミッタ間電位の低下を抑制できる。その結果、上記第 2 トランジスタによる上記第 1 トランジスタのベース駆動能力の低下を防止でき、利得の低下を防止できる。

尚、この発明による効果は、利得制御用電源の電圧および上記利得制御用電源から見た上記第 1 トランジスタの

17

オン電圧には関係なく得られる。したがって、この発明によれば、低電圧動作時にも十分対処できる。

【0069】また、請求項5に係る発明のトランジスタ電力増幅器は、バイポーラトランジスタで構成された電力増幅用の第1トランジスタと、バイポーラトランジスタで構成されて上記第1トランジスタのベースにエミッタが接続されたベース駆動用の第2トランジスタとを有して、上記第2トランジスタのベースと上記第1トランジスタのベースに接続されたインピーダンス整合回路内とをインピーダンス回路で接続したので、上記インピーダンス回路のインピーダンスを調整することによって、上記第2トランジスタのエミッタ電位とベース電位の交流的な相対位相を同相にできる。

【0070】したがって、入力信号によって第2トランジスタのエミッタ電位が上昇する際にベース電位をも上昇させることができ、上記第2トランジスタのベース—エミッタ間電位の低下を抑制できる。その結果、上記第2トランジスタによる上記第1トランジスタのベース駆動能力の低下を防止でき、利得の低下を防止できる。

尚、この発明による効果は、利得制御用電源の電圧および上記利得制御用電源から見た上記第1トランジスタのオン電圧には関係なく得られる。したがって、この発明によれば、低電圧動作時にも十分対処できる。

【0071】また、請求項6に係る発明のトランジスタ電力増幅器は、上記バイポーラトランジスタとしてGaAsHBTを用いたので、低コレクタ電圧動作時の高周波特性に優れ、バッテリーの電源電圧低下に寄与できる。したがって、この発明によれば、移動体通信用携帯端末等の小型・軽量化を大いに促進できる。

【0072】尚、この場合には、請求項1に係る発明のトランジスタ電力増幅器の場合と同様に、実効利得制御電圧範囲が第2トランジスタのベース—エミッタ間オン電圧分だけ拡大している。したがって、バイポーラトランジスタとして、シリコンバイポーラトランジスタよりもベース—エミッタ間オン電圧が大きいGaAsHBTを用いても、十分な利得制御が行われるのである。さらに、請求項3乃至請求項5の何れか一つに係る発明のトランジスタ電力増幅器の場合と同様に、入力信号による

18

上記第2トランジスタのベース—エミッタ間電圧の低下が抑制される。したがって、バイポーラトランジスタとして、シリコンバイポーラトランジスタよりも上記利得制御用電源端から見た第1トランジスタのオン電圧が大きいGaAsHBTを用いても、上記オン電圧に拘わらず上記第2トランジスタによる第1トランジスタのベース電流駆動能力が補償されて、利得の低下が防止されるのである。

【図面の簡単な説明】

【図1】この発明のトランジスタ電力増幅器における回路図である。

【図2】図1に示すトランジスタ電力増幅器におけるコレクタ電流 I_{cc} と利得制御電圧 V_{bb} との関係を示す図である。

【図3】図1とは異なるトランジスタ電力増幅器における回路図である。

【図4】図3におけるインピーダンス回路を具体的に開示した回路図である。

【図5】図1および図3とは異なるトランジスタ電力増幅器における回路図である。

【図6】図1、図3および図5とは異なるトランジスタ電力増幅器における回路図である。

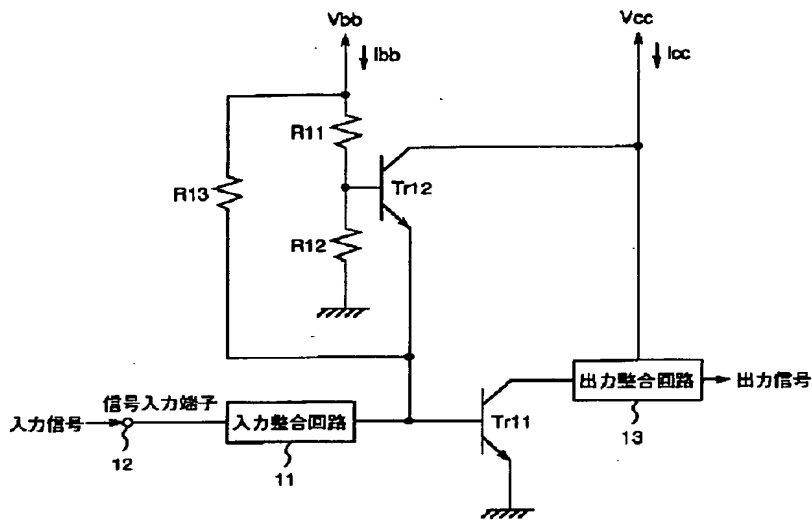
【図7】従来のエミッタ接地型電力増幅器の回路図である。

【図8】図7に示す従来の電力増幅器におけるコレクタ電流 I_{cc} と利得制御電圧 V_{bb} との関係を示す図である。

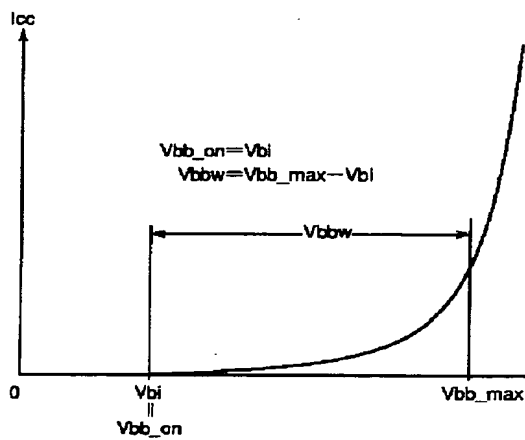
【符号の説明】

11, 21, 31, 41…入力整合回路、12, 22, 32, 42…信号入力端子、13, 23, 33, 43…出力整合回路、25, 35, 45…インピーダンス回路、Tr11, Tr21, Tr31, Tr41…電力増幅用トランジスタ、Tr12, Tr22, Tr32, Tr42…ベース駆動用トランジスタ、R11, R12, R13, R21, R22, R31, R32, R41, R42…バイアス抵抗、 V_{cc} …コレクタ電源、 I_{cc} …コレクタ電流、 V_{bb} …利得制御電源、 I_{bb} …利得制御電流、C…キャパシタ、L…インダクタ、R…抵抗。

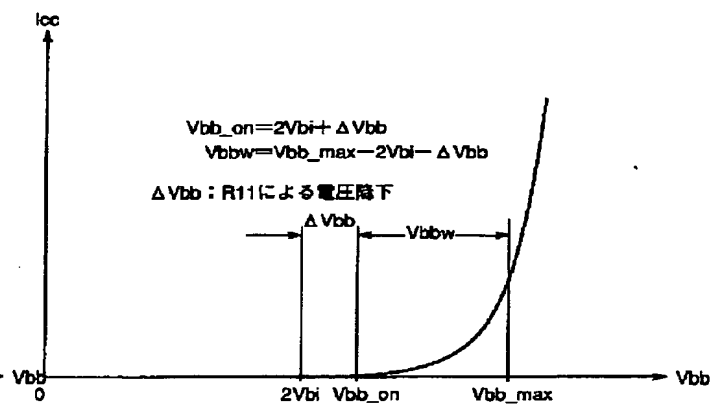
【 図 1 】



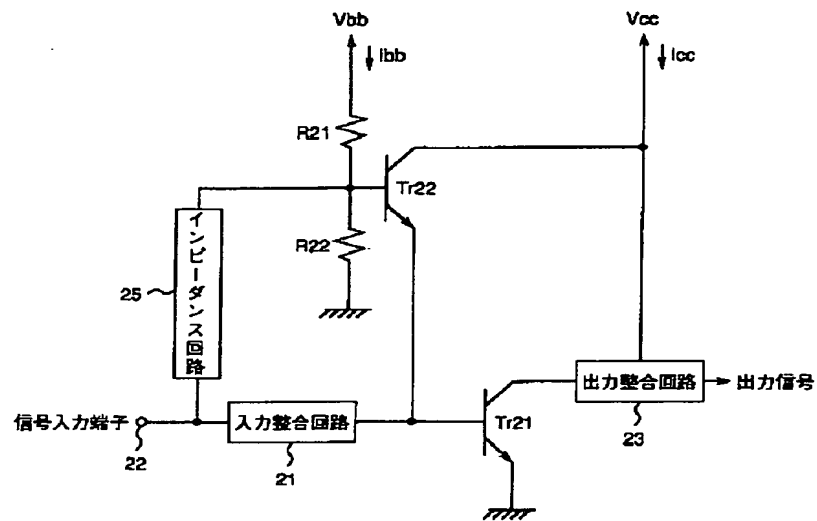
【 図 2 】



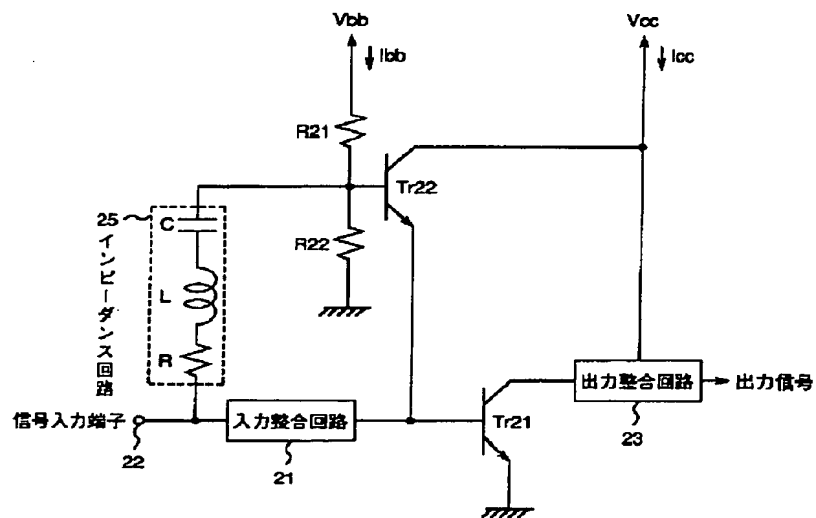
【 図 8 】



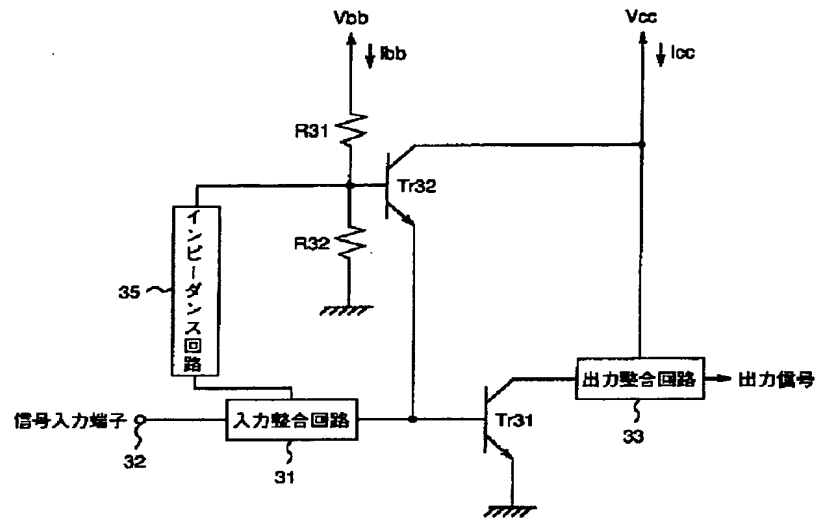
【 図 3 】



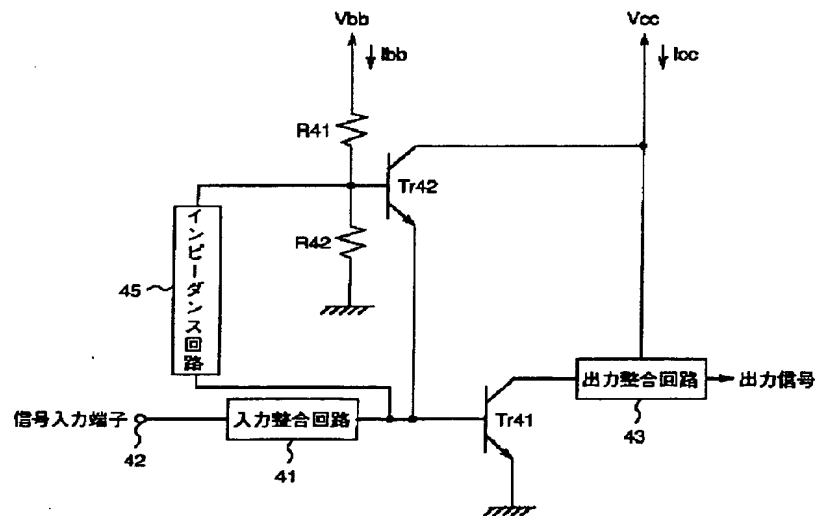
【 図 4 】



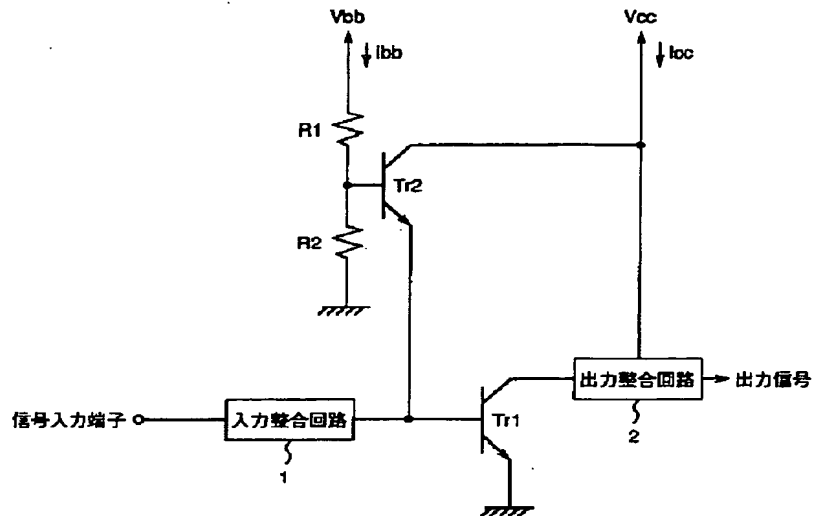
【 図 5 】



【 図 6 】



【図 7】



【手続補正書】

【提出日】平成 9 年 8 月 2 5 日

【手続補正 1】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】請求項 3

【補正方法】変更

【補正内容】

【請求項 3】 バイポーラトランジスタで構成されると共に、エミッタが接地され、コレクタにコレクタ駆動用電源が接続されて、ベースに入力された信号を増幅して上記コレクタから出力する第 1 トランジスタと、
 バイポーラトランジスタで構成されると共に、エミッタに上記第 1 トランジスタのベースが接続され、コレクタにコレクタ駆動用電源が接続され、ベースに利得制御用電源が接続された第 2 トランジスタと、
 上記第 1 トランジスタのベースに信号を入力するための信号入力端子と、
 上記第 2 トランジスタのベースと信号入力端子とを接続するインピーダンス回路を備えたことを特徴とするトランジスタ電力増幅器。

【手続補正 2】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0039

【補正方法】変更

【補正内容】

【0039】ここで、バッテリーの電源電圧をニッケル水素電池 4 セル直列接続構成の 4.8 V とする。そして、最大利得制御電圧 V_{bb_max} が電源電圧の 4.8 V まですえたとすると、上述のごとくシリコンバイポーラトランジスタのオン電圧 V_{bi} は 0.7 V であり、GaAsHBT

のオン電圧 V_{bi} は 1.3 V であるから、実効利得制御電圧 V_{bbw} の最大値は、シリコンバイポーラトランジスタの場合には $V_{bbw} = 4.1$ V となり、GaAsHBT の場合には $V_{bbw} = 3.5$ V となる。すなわち、上述したごとく、図 7 に示す従来の電力増幅器の場合におけるバッテリーの電源電圧が 4.8 V での実効利得制御電圧 V_{bbw} の最大値が、シリコンバイポーラトランジスタの場合には $V_{bbw} = 3.4$ V であり、GaAsHBT の場合には $V_{bbw} = 2.2$ V であることから、本実施の形態によれば、実効利得制御電圧範囲が従来の電力増幅器よりも、シリコンバイポーラトランジスタの場合で 20%、GaAsHBT の場合で 60% 広くできるのである。

【手続補正 3】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0049

【補正方法】変更

【補正内容】

【0049】こうして、ベース駆動用トランジスタ Tr2 のベースとエミッタとが同相になることによって、信号入力端子 22 から入力された信号でベース駆動用トランジスタ Tr2 のエミッタ電位が上昇しても、同時に生ずるベース電位の上昇によって、ベース駆動用トランジスタ Tr2 のベース-エミッタ間電圧の低下は回避されるのである。その結果、上記ベース駆動用トランジスタ Tr2 は正常に動作することができるようになり、ベース駆動用トランジスタ Tr2 による電力増幅用トランジスタ Tr1 のベース駆動能力の低下を抑制できる。

【手続補正 4】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】 0050

【補正方法】 変更

【補正内容】

【0050】したがって、本実施の形態によれば、上記電力増幅用トランジスタTr21のベース-エミッタ間にオン電圧Vbiが存在することに起因する電力増幅用トランジスタTr21の利得低下が防止されて、出力信号の電力が向上するのである。

【手続補正5】

【補正対象書類名】 明細書

【補正対象項目名】 0053

【補正方法】 変更

【補正内容】

【0053】上述のように、本実施の形態においては、上記ベース駆動用トランジスタTr22のベースと信号入力端子22とをインピーダンス回路25を介して交流的に接続して、ベース駆動用トランジスタTr22のエミッタ電位の位相とベース電位の位相とを同相にしている。したがって、入力信号によってベース駆動用トランジスタTr22のエミッタ電位とベース電位とが同時に上昇して、入力信号によるベース駆動用トランジスタTr22のベース-エミッタ間電圧の低下が回避される。

【手続補正6】

【補正対象書類名】 明細書

【補正対象項目名】 0055

【補正方法】 変更

【補正内容】

【0055】ここで、上記インピーダンス回路25は、上述のようにベース駆動用トランジスタTr22のエミッタ電位とベース電位との交流的な相対位相を任意に設定できる。したがって、インピーダンス25の信号入力端子22側の接続位置は、信号入力端子22から電力増幅用トランジスタTr21のベース端までの何れでもよいことになる。

【手続補正7】

【補正対象書類名】 明細書

【補正対象項目名】 0057

【補正方法】 変更

【補正内容】

【0057】本実施の形態においても、上記インピーダンス回路35のインピーダンスを任意に設定することによって、ベース駆動用トランジスタTr32のエミッタ電位とベース電位との交流的な位相を同相にすることができる。したがって、利得制御電圧Vbbや増幅器オン電圧Vbb_onには関係なく、入力信号によるベース駆動用トランジスタTr32のベース-エミッタ間電圧の低下を回避することができ、ベース駆動用トランジスタTr32による電力増幅用トランジスタTr31のベース電流駆動能力の低下を抑制できる。すなわち、本実施の形態によれば、低電圧動作時においても電力増幅用トランジスタTr31の利得低下を防止して、出力信号の電力を向上できるのである。

【手続補正8】

【補正対象書類名】 明細書

【補正対象項目名】 0059

【補正方法】 変更

【補正内容】

【0059】本実施の形態においても、上記インピーダンス回路45のインピーダンスを任意に設定することによって、ベース駆動用トランジスタTr42のエミッタ電位とベース電位との交流的な位相を同相にすることができる。したがって、利得制御電圧Vbbや増幅器オン電圧Vbb_onには関係なく、入力信号によるベース駆動用トランジスタTr42のベース-エミッタ間電圧の低下を回避することができ、ベース駆動用トランジスタTr42による電力増幅用トランジスタTr41のベース駆動能力の低下を抑制できる。すなわち、本実施の形態によれば、低電圧動作時においても電力増幅用トランジスタTr41の利得低下を防止して、出力信号の電力を向上できるのである。